

論文93-30A-11-4

# ISDN 기본접속을 위한 DSL 시스템의 성능평가

## (Error Performance in DSL System for ISDN Basic Rate Access)

金得煥\*, 郭慶燮\*, 金珍泰\*\*, 崔炳河\*

(Deug Hwan Kim, Kyung Sup Kwak, Jin Tae Kim and Byung Ha Choi)

### 要約

경제적, 시간적인 이유로 기존의 전화망, 즉 2 선식 금속 가입자 케이블이 초기의 ISDN 기본접속을 위한 매체로서 사용될 것이다. 그러므로 가입자선로의 고속 디지털 데이터 전송능력을 평가할 필요가 있다. 본 논문에서는 고속의 디지털 데이터 전송시 발생하는 신호간 간섭, 누화, 임펄스 잡음에 대해 가입자선로 주위환경을 모델링 한 후, ECH 방식과 2B1Q 선로부호가 사용된 디지털 가입자선로시스템에 대한 신호대잡음비와 선로의 여러가지 부가잡음의 파라미터에 대한 함수로서 신호오율의 해석적인 유도과 수치계산을 행하였다. 또한, ISDN 가입자계에서 요구되는 서비스 기준치와 선로 파라미터와의 관계를 알아보았다.

### Abstract

For an economical or timely reason, the types of subscriber loops for ISDN basic rate access service will, at least initially, be that of the pre-existing telephone network, that is, 2-wire twisted-pair metallic cable. Therefore, it is important to assess the high-speed digital transmission capability of the 2-wire subscriber loops. In this paper, the impairments such as intersymbol interference, crosstalk, and impulse noise are modeled. And then, symbol error probabilities in terms of SNR in DSL system using ECH and 2B1Q line code are analytically derived and numerically calculated. Also, the relationship between the quality of service required in ISDN subscriber section and the loop parameters is investigated.

### 1. 서론

일반적으로 기존의 통신 서비스는 서비스마다의 개

별매체에 따른 독립적인 망에 의해 제공되었지만 ISDN(integrated services digital network)은 디지털망과 단일 사용자-망 인터페이스(UNI: user-network interface)를 통하여 음성, 데이터 및 화상 서비스 제공을 가능하게 한다. 기존의 2선식 동선 케이블을 이용하여 고속의 기저 대역 디지털 전송(high-speed baseband digital transmission)을 수행해야 하므로 디지털화에 따른 가입자 선로상의 특성을 고려해야 한다.

\*正會員, 仁荷大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Inha Univ.)

\*\*正會員, 韓國電子通信研究所 (Electronics  
Telecommunication Research Institute)  
接受日字 : 1993年 1月 20日

DSL(digital subscriber loop)은 160 Kbps (2B+D)의 ISDN 기본속도에서, 0.3~3.4 KHz의 음성대역서비스 제공을 위해 설치된 기존의 금속 가입자 선로상으로 고신뢰도를 가지고 고속의 디지털 데이터 전송을 가능케하는 디지털 가입자선로 기술을 의미한다.<sup>[1]</sup>

2선식 가입자 선로상으로 동시 양방향 전송 방법으로 ECH(echo-cancellation with hybrid) 방식, 시간압축다중화(TCM: time compression multiplexing) 방식, 주파수분할다중화(FDM: frequency division multiplexing) 방식<sup>[1]</sup>이 있으나 우리나라를 포함한 대부분의 국가에서 ECH 방식을 채택하고 있다. ECH 방식은 송/수신 신호를 분리하기 위한 하이브리드와 임피던스 부정합으로 인한 전송신호의 반사(반향, echo)를 제거하기 위한 반향제거기(echo-canceller)로 구성된다. 전이중방식과 함께 전송성능에 영향을 미치는 것이 적절한 선로부호의 선택이다. ISDN 기본접속을 위한 선로부호로서 AMI(alternate mark inversion), 4B3T(4 binary 3 ternary), 2B1Q(2 binary 1 quaternary) 등이 고려되어져 왔으며<sup>[2,3]</sup> 최근까지도 4B3T 방식과 2B1Q 방식이 비교되었으나 현재 대부분의 나라에서는 2B1Q 선로부호방식으로 표준화되어 가고 있는 추세이다. 우리나라에서는 4B3T 방식과 2B1Q 방식이 모두 개발되어 시범운용되었으나 92년 시범사업부터는 2B1Q 방식으로 통일해 나가고 있다.

또한 최근에는 가입자 선로상으로 1.544 또는 2.048 Mbps 까지의 속도에서 디지털 액세스를 가능하게 하는 HDSL(high bit-rate DSL) 기술에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다.<sup>[4]</sup>

디지털 데이터를 2선식 금속 가입자 선로상으로 전송할 때 발생하는 여러 전송특성과 주위환경에 대한 연구가 계속되어져 왔다.<sup>[5,7]</sup> 일반적인 가입자선로의 구성형태가 이중심선접속(change of gauge)과 브릿지 탭(BT: bridged tap)의 사용인데 이들은 모두 디지털신호 전송시 임피던스 부정합으로 인한 전송신호의 반사를 일으켜 전송성능에 나쁜 영향을 미친다. 가입자선로의 전달함수는 실제로 선로의 각 부분과 브릿지 탭을 고려한 2 단자망의 ABCD 행렬을 해석함으로써 얻을 수 있고 근사적인 방법으로  $\gamma$  특성을 고려할 수 있다.

DSL의 성능평가를 위해 가입자선로 측정 데이터 베이스를 바탕으로한 시뮬레이션에 근거한 방법이 S. V. Ahamed 등에 의해 연구되었다.<sup>[8,9]</sup> 또한 J. W. Modestino 등은 TCM 방식과 AMI 선로부호를 사용한 경우의 가입자선로의 전송능력을 평가하였다.

[10, 11]

본 논문에서는 ECH 방식과 2B1Q 선로부호를 사용한 DSL 시스템에 대하여 가입자선로의 부가잡음(additive noise), 즉 신호간 간섭, 누화및 임펄스잡음등의 영향을 수학적으로 모델링하고 신호대잡음비의 함수로 신호오율에 대한 해석적인 유도과 수치계산을 행하였다. 그리고 ISDN 기본 속도 서비스 제공시 요구되는 서비스 기준치와 신호오율과의 관계를 부가잡음의 여러 파라미터에 대하여 알아 보았다. 본 논문의 II 장에서는 가입자선로 시스템과 그 전송환경에 대하여 알아보았고 III장과 IV장에서는 II 장의 가정을 이용하여 신호오율에 대한 해석적 유도과 수치해석 그리고 그 결과에 대한 비교및 검토를 행하였다. 마지막으로 IV장에서 결론을 내렸다.

## II. 가입자선로의 성능분석

### 1. DSL 시스템과 그 전송환경

#### 1) DSL 시스템 트랜시버

그림 1은 2선식 금속 가입자선로를 이용한 전송시스템과 전송환경을 나타낸다. 시스템의 입력은 두개의 B 채널(64 Kbps)과 하나의 D채널(16 Kbps)로 구성된 순수데이터 144 Kbps(2B+D)와 타이밍(timing), 프레임밍(framing), 그리고 운용및 유지보수기능(O&M: operation and maintenence)을 위한 오버헤드 16 Kbps를 합친 ISDN 기본속도인 160 Kbps를 갖는 이진(binary) 데이터열,  $b_i$ , 이다.  $b_i$ 는 같은 발생확률을 갖고 i.i.d.(identical and independent distribution)한 성질의 랜덤변수라 가정한다.

이 이진 데이터는 2B1Q 선로부호기의 입력이 된다. 2B1Q 선로부호는 표 1과 같이 두개의 이진 데이터(dibit)를 네개의 신호레벨(quaternary:  $\pm 1, \pm 3$ ) 중 하나의 신호레벨로 대응시키는 방식으로서 50%의 보오드 속도 감소(baud rate reduction) 효과가 있다. 결과적으로 2B1Q 선로부호기의 출력 신호열  $q_i$ 는 80 Kbauds이고, 각각의 신호레벨은 같은 발생확률을 갖고서 서로의 신호레벨은 상관관계가 없다(uncorrelatedness)고 가정한다.

표 1. 2B1Q 선로 부호  
Table 1. 2B1Q Line Code.

| 입력 2진 데이터 | 출력 4진 신호 |
|-----------|----------|
| 1 0       | + 3      |
| 1 1       | + 1      |
| 0 1       | - 1      |
| 0 0       | - 3      |

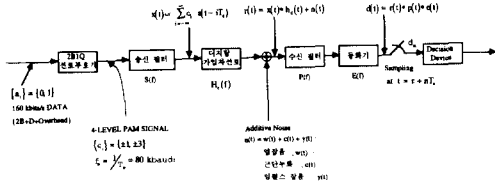


그림 1. 2선식 가입자선로를 이용한 시스템과 그 전송환경

Fig. 1. Block diagram and its environments of transmission system utilizing 2-wire subscriber loop.

(c)는 임펄스응답이  $s(t) \leftrightarrow S(f)$ 인 송신필터의 입력이 된다. 송신필터의 출력신호  $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i s(t - iT_s) \quad (1)$$

여기서,  $T_s$ 는 2B1Q 선로부호의 보호드 간격으로  $12.5\mu s$ 이다.

$x(t)$ 가 가입자선로를 통과하는 동안 부가잡음이 더해져 수신필터에서 수신된 신호는 식 (2)와 같다.

$$r(t) = x(t) * h_c(t) + n(t), \\ = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i g(t - iT_s) + n(t) \quad (2)$$

여기서,  $g(t) = s(t) * h_c(t)$ 이고  $n(t)$ 는 부가잡음을 나타낸다.

가입자선로의 임펄스응답  $h_c(t)$ 는 대응되는 주파수 응답  $H_c(f)$ 를 푸리에 역변환함으로써 얻을 수 있다. 일반적으로  $H_c(f)$ 는 선로길이, 제이저분포, 미래의 서비스 요구에 신속히 대처하기 위해 주 케이블에 열결된 개방회로인 브릿지 탭등을 고려한 선형 2 단자망을 해석함으로써 얻을 수 있다. 또한, 부가잡음은 다음과 같다.

$$n(t) = w(t) + c(t) + y(t) \quad (3)$$

$n(t)$ 는  $N_0/2$ (Watts/Hz)의 전력밀도를 갖는 AWGN (additive white Gaussian noise)인 열잡음 (thermal noise),  $w(t)$ 와 가입자선로상으로 디지털 데이터 전송시 신호오울에 영향을 미치는 성분인 근단누화(NEXT: near-end crosstalk),  $c(t)$ , 그리고 임펄스잡음,  $y(t)$ 으로 구성된다.

수신된 신호가 수신필터와 등화기를 거치면 식 (4)

와 같다.

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h(t - iT_s) + v(t) \quad (4)$$

여기서,  $h(t) = s(t) * h_c(t) * p(t) * e(t)$ 는 전시스템의 임펄스 응답이고  $v(t)$ 는 부가잡음의 수신필터와 등화기를 통과한 성분이며, 특히 AWGN 성분은 영평균,  $\sigma_0^2$ 분산을 갖는 가우시안 랜덤 프로세스(Gaussian random process)로 가정한다.

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \quad (5)$$

$a(t)$ 는 수신필터의 임펄스응답  $p(t)$ 와 등화기의 임펄스 응답  $e(t)$ 와의 중첩이고  $[p(t) * e(t)] A(f)$ 는  $a(t)$ 의 전달함수이다.

본 논문에서는 송/수신필터로서 전화선과 같은 대역제한 채널에서 디지털 데이터 전송시 발생하는 펄스형태로 자주 이용되는 100% 레이즈드 코사인 (raised-cosine) 필터를 사용한다. 송/수신필터의 전달함수는 각각 다음과 같다.

$$S(f) = \begin{cases} T_s \cos(\pi f T_s / 2), & |f| < \frac{1}{T_s} = 80 \text{ kbbauds} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (6)$$

$$P(f) = \begin{cases} \cos(\pi f T_s / 2), & |f| < \frac{1}{T_s} = 80 \text{ kbbauds} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

여기서,  $S(f)$ 와  $P(f)$ 는 각각 송신필터와 수신필터의 전달함수이다.

선로에 의한 신호간섭을 제거하기 위한 등화기로서 하나의 극점(pole)과 하나의 영점(zero)으로 구성된 형태가 사용된다.<sup>(10)</sup>

$$E(f) = E_0 \frac{1 + j(f/f_0)}{1 + j(f/f_n)} \quad (7)$$

$E(f)$ 는 등화기의 전달함수이며  $E_0$ ,  $f_0$ ,  $f_n$ 는 최적의 성능을 얻기위한 값으로서 적절하게 선택되며, 특히  $f_n$ 는  $f_s/4$ 가 최적의 성능을 만족시키는 것으로 알려져 있다.  $f_s$ 는  $1/T_s$ 로서 80 KHz이다. 다중심선접속, 브릿지 탭과 같은 복잡한 선로환경에서는 적응형 등화기(adaptive equalizer)의 사용이 요구되나 본 논문에서는 해석상의 어려움으로 위와 같이 가정하였다.

2) 가입자선로 전송환경

ISI, 누화, 그리고 임펄스잡음이 신호오울에 가장 큰 영향을 미치는 요소이다. ISI는 감쇠(attenuation)와 지연(delay) 특성, 접속점과 브릿지 탭등에서

의 임피던스 불일치로 인한 전송신호의 반사와 송/수 신필터등에 의해 발생한다.

누화는 동일케이블 내의 다른 시스템(아날로그/디지털)으로 부터의 정전적, 또는 전자적 결합으로 인하여 유도되는 전력비로서 상호 임피던스 및 어드미턴스의 불균형때문에 발생한다. 그림 2에서 보는 바와 같이 누화는 영향을 미치는 메카니즘에 따라 근단누화와 원단누화(FEXT: farend crosstalk)로 나뉜다.  $x_s(t)$ 는  $i$ 번째 유도회선(disturbing pair)의 송신전압이고  $x_N(t)$ 와  $x_F(t)$ 는  $j$ 번째 피유도회선(disturbed pair) 상의 NEXT와 FEXT 전압이다. NEXT와 FEXT의 주파수특성은 이미 잘 알려진 바<sup>[12]</sup>와 같이 식 (8), (9)와 같다.

$$X_N(f) = j(2\pi f)X_s(f)\int_0^d C_N(x)e^{-2\gamma x} dx \quad (8)$$

$$X_F(f) = j(2\pi f)X_s(f)e^{-2\gamma d}\int_0^d C_F(x)dx \quad (9)$$

여기서,  $d$ 와  $\gamma$ 는 케이블의 길이와 전송상수이며  $C_N(x)$ 과  $C_F(x)$ 은 각각 NEXT와 FEXT의 불평형 계수(unbalance coefficient)이다.

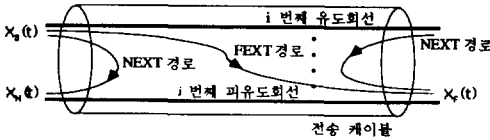


그림 2. 케이블내에서의 근단누화와 원단누화  
Fig. 2. NEXT and FEXT in a multipair cable.

식 (8), (9)로 부터 NEXT와 FEXT 경로의 전달 함수를 구하면 다음과 같다.

$$|H_N(f)|^2 = E[|X_N(f)|^2] = \alpha(f/f_0)^{3/2} \quad (10)$$

$$|H_F(f)|^2 = E[|X_F(f)|^2] = \xi(d/d_0)(f/f_0)^2 \quad (11)$$

여기서  $\alpha$ 와  $\xi$ 는 선로(pair combination)에 따라 달라지는 랜덤변수로서 Lognormal 또는 Gamma 분포를 갖는다. 식 (10), (11)을 데시벨(dB)로 표시하면 NEXT는 거리에는 무관하고 단지 주파수에 따라 15 dB/decade로 증가하는 반면, FEXT는 거리에 따라 10 dB/decade, 그리고 주파수에 따라 20 dB/decade 씩 증가한다. 그리고  $10 \log(\alpha)$ 와  $10 \log(\xi)$ 는 Normal 분포를 갖는다. ECH 방식에서는 FEXT는 선로의 감쇠특성에 따라 감쇠하므로

NEXT에 비해 그 영향은 보통의 경우 무시할 수 있다. 케이블내의 모든 시스템으로부터의 NEXT 전력을 구하기 위해서는 개개의 선로로 부터의 NEXT 전력을 합함으로써 구할 수 있다. 개개 선로의 결합전달함수는 식 (10)을 이용하고 모든 유도회선의 입력 신호가 같은 전력스펙트럼밀도(PSD: power spectral density),  $Q(f)$ 를 갖는다고 가정하면 다음과 같은 NEXT의 PSD,  $S_N(f)$ 를 구할 수 있다.

$$S_N(f) = |H_{next}(f)|^2 Q(f) = K f^{3/2} Q(f) \quad (12)$$

일반적으로  $K$ 는  $10^{-12} \sim 10^{-14}$  정도의 값이며 80 KHz에서 47~66 dB의 NEXT 손실을 갖는다. 여러 유도회선으로 부터의 전력의 합이므로 central limit theorem(CLT)을 적용하면 NEXT 전력은 가우시안(Gaussian)이라 가정해도 무방하다.

임펄스잡음은 스위칭 과도현상(전화망 자체의 on/off hook), 전력분배시스템, 그리고 번개(lightning surges)등에 의해서 비교적 짧은 시간동안에 발생하는 큰 진폭의 펄스이다. 임펄스잡음에 대한 지금까지의 연구결과는 다음과 같이 요약된다.<sup>[13]</sup>

가. 임펄스의 진폭분포

임펄스진폭  $u$ 의 확률밀도함수(PDF: probability density function),  $P(u)$ 는 대략 다음에 근사한다.

$$P(u) = \frac{u_0^2}{u^3}, \quad |u| > u_0 \quad (13)$$

여기서,  $u_0$ 는 5~40mV사이의 값이다. 임펄스진폭  $u$ 가  $u_{th}$ 를 초과할 확률은 식 (14)와 같은 쌍곡선(hyperbolic) 분포를 갖는다.

$$P(|u| > u_{th}) = 2 \int_{u_{th}}^{\infty} \left( \frac{u_0^2}{u^3} \right) du = \left( \frac{u_0}{u_{th}} \right), \quad u_{th} > u_0 \quad (14)$$

나. 임펄스 발생빈도에 대한 분포

진폭  $u$ 가  $u_{th}$ 를 초과할때 임펄스로 간주되며 일반적으로 발생시간은 포아송(Poisson) 프로세스로 모델링된다. 두 임펄스 사이의 시간 간격,  $t$ 는 지수분포를 갖는다.

다. 30~100 $\mu$ s의 시간폭을 갖고 40 KHz이하의 주파수에 집중되어 있다.<sup>[13]</sup>

일반적으로 임펄스잡음은 다음과 같은 과정으로 모델링된다. 수신신호  $r(t)$ 에 더해진 임펄스신호,  $y(t)$ 는 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i \delta(t-t_i) \quad (15)$$

여기서,  $\{t_i\}$ 는 파라미터  $\lambda$  (평균 임펄스의 수 초)를 갖는 포아송 프로세스로서 임펄스의 발생시간이고  $\{y_i\}$ 는 영평균,  $\sigma_v^2$  분산을 갖는 i.i.d.한 성질의 가우시안 랜덤 임펄스진폭이다.

2. 신호오율의 유도

신호오율에 영향을 미치는 요소로서 ISI, NEXT, 그리고 IN 를 단계적으로 고려해 나간다. 샘플링 직전의 신호,  $d(t)$ 는 식 (4)로 부터 얻을 수 있다.

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h(t - iT_i) + \alpha(t) + \beta(t) + \theta(t) \quad (16)$$

여기서,  $\alpha(t)$ ,  $\beta(t)$ ,  $\theta(t)$ 는 각각 AWGN, NEXT, IN 성분의 수신필터와 등화기를 통과한 신호로서 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= \omega(t) * p(t) * e(t), \\ \beta(t) &= c(t) * p(t) * e(t), \\ \gamma(t) &= y(t) * p(t) * e(t). \end{aligned}$$

여기서,  $c(t)$ 와  $y(t)$ 는 선로상에서 NEXT와 IN의 부가신호이다.

$$c(t) = \left[ \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i' s(t - iT_i) \right] * h_{next}(t) \quad (17)$$

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i \delta(t - t_i) \quad (18)$$

여기서,  $c_i'$ 은 유도회선의 2B1Q 선로부호기 출력 신호열이고  $h_{next}(t)$ 는 식 (12)와 같이 NEXT 경로의 전달함수  $H_{next}(f)$ 의 푸리에 역변환으로써 주어진다.  $d(t)$ 를  $t = \tau + nT_s$ 에서 샘플링한 값  $d_n$ 은 식 (19)와 같이 주어진다.

$$d_n = d(\tau + nT_s) = c_n h_0 + \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h_{n-i} + \alpha_n + \beta_n + \theta_n \quad (19)$$

여기서,  $h_n = h(\tau + nT_s)$  이고,  $\alpha_n$ ,  $\beta_n$ ,  $\theta_n$ 는 각각 AWGN, NEXT, IN의 샘플링 값이다.

식 (19)에서 첫번째항은 우리가 원하는 신호의 샘플링 값이며 두번째항은 ISI성분이고 그 나머지는 부가잡음성분,  $\{\alpha_n\}$ ,  $\{\beta_n\}$ ,  $\{\theta_n\}$ , 으로서 각각은 서로 독립이며 i.i.d.한 성질의 랜덤변수열이다.

A. AWGN 과 ISI 를 고려했을 경우의 신호오율  
식 (19)에서 NEXT와 IN을 제외하고 ISI 성분만을 고려한다.  $d_n$ 을 0으로 정규화하면 다음과 같다.

$$d_n = c_n d_0 + \frac{z_n}{\sigma_0} + \alpha_n' \quad (20)$$

여기서,  $d_0 = h_0 / \sigma_0$ ,

$$z_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h_{n-i},$$

$$\alpha_n' = \alpha_n / \sigma_0.$$

그러므로  $\alpha_n'$ 는 영평균, 단위분산을 갖는 가우시안이다.

2B1Q 선로부호를 사용했을 경우 네개의 신호레벨에 대하여 오류가 발생할 확률을 조건부확률로서 표시하면 신호오율은 다음과 같다.

$$P_e = \sum_{all\ c_i} P_{e/c_i} P_r \{c_i\} \quad (21)$$

여기서,  $P_{e/c_i} = P_r \{Error/c_i \text{ is transmitted}\}$ .

각각의 신호레벨의 경계(slicing level)를  $\{0, \pm 2d_0\}$ , 모든  $i$ 에 대하여  $P_r\{c_i\} = 1/4$  라 가정하고 대칭성을 적용하면 식 (21)은 다음과 같이 된다.

$$P_e = \frac{3}{2} E \left[ Q \left( d_0 + \frac{Z}{\sigma_0} \right) \right] \quad (22)$$

여기서,

$$Z = \sum_{i=0}^{\infty} c_i h_{-i},$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-u^2/2} du.$$

수치적인 계산을 위하여 [14] 에서와 같이  $Q(x+a)$ 을  $x$ 를 중심으로 테일러(Taylor) 급수를 전개하고 기수(even) 모멘트(moment)가 0 임을 적용하면 식 (22)의 신호오율을 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$P_e = \frac{3}{2} \left\{ Q(d_0) + \frac{e^{-d_0^2/2}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{2}} \right) \frac{E[Z^{2k}]}{(2\sigma_0^2)^k (2k)!} \right\} \quad (23)$$

여기서,  $H_k(x)$ 는  $k$ 번째 Hermite 다항식으로서 식 (24)와 같이 정의되며  $E[Z^{2k}]$ 는 식 (25)와 같이 ISI성분, 즉  $Z$ 의  $2k$ 번째 모멘트이다.

$$\left( \frac{d}{dx} \right)^n e^{-x^2/2} = (-1)^n H_n(x) e^{-x^2/2} ; \quad n = 0, 1, \dots \quad (24)$$

$$E[Z^{2k}] = \int_{-\infty}^{\infty} z^{2k} f(z) dz \quad (25)$$

식 (23)에서 첫번째항은 AWGN만을 고려했을 경우이고 두번째항은 ISI를 고려했을 경우이다. 모멘트의 계산은 특성함수(characteristic function)를 이용하여 반복적인 방법으로 구한다.

B. NEXT 를 고려했을 경우의 신호오율

샘플링 직전의 NEXT 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\beta(t) = \sqrt{K} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h'(t-iT_s) \quad (26)$$

여기서,  $h'(t) = s(t) * h'_{next}(t) * p(t) * e(t)$ 이고  $h'_{next}(t)$ 는 유도회선의 전달함수  $H_{next}(f)$ 에서 결합계수를 제외한 NEXT 경로의 전달함수,  $H'_{next}(f)$ 의 푸리에 역변환으로서 주어진다.

$$H'_{next}(f) = j f^{3/4} \quad (27)$$

$\beta(t)$ 를  $t = \tau + nT_s$ 에서 샘플링한 값은 식 (28)과 같이 주어진다.

$$\beta_n \triangleq \beta(t + nT_s) = \sqrt{K} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h'_{n-i} \quad (28)$$

여기서  $\{\beta_n\}$ 는 i.i.d.한 성질의 랜덤변수열이다. 여러 랜덤변수의 합이므로 CLT에 의해 가우시안인 하나의 랜덤변수로 생각할 수 있다.  $\beta_n$ 는 영평균,  $\sigma_b^2$ 의 분산을 갖는다.

$$\sigma_b^2 = 5K \left[ \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i'^2 - \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i'^2 h_{i+1}'^2 \right] \quad (29)$$

ISI와 더불어 NEXT의 영향을 고려했을 경우의  $\sigma_0$ 로 정규화된 샘플러의 출력값(decision value)은 식 (19)로부터 얻을 수 있다.

$$d_n = c_n d_0 + \frac{z_n}{\sigma_0} + \alpha'_n + \frac{\beta_n}{\sigma_0} \quad (30)$$

$\alpha'_n$ 과  $\beta_n$ 이 가우시안이므로 식 (30)을  $\sqrt{1 + (\alpha_b/\alpha_0)^2}$ 로 정규화하면 식 (31)이 얻어진다.

$$d'_n = c_n \frac{d_0}{\sqrt{1 + \mu^2}} + \frac{z_n}{\sigma_0 \sqrt{1 + \mu^2}} + \alpha'_n \quad (31)$$

단, 이 식에서  $\mu$ 는  $\sigma_b/\sigma_0$ 이다.

앞절에서의 방법과 같이  $d'_n$ 에 대하여 신호오율을 구하면 다음과 같다.

$$P_e = \frac{3}{2} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1 + \mu^2}} + \frac{z_n}{\sigma_0 \sqrt{1 + \mu^2}} \right) f_e(z) dz, \\ = \frac{3}{2} \left\{ Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1 + \mu^2}} \right) + \frac{e^{-d_0^2/2(1 + \mu^2)}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{2(1 + \mu^2)}} \right) \frac{E[Z^{2k}]}{2\sigma_0^2(1 + \mu^2)^k (2k)!} \right\} \quad (32)$$

식 (32)에서 모든 파라미터와 함수는 앞절의 경우와 같다. 수치계산에서는 NEXT 결합계수  $K$ 를  $10^{-11} \sim 10^{-13}$ 으로 취한다.

C. IN을 고려했을 경우의 신호오율

가입자선로에 더해진 임펄스 신호열,  $y(t)$ 가 수신 필터와 등화기를 통과한 신호,  $\theta(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\theta(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i a(t-t_i) \quad (33)$$

여기서,  $\{y_i\}$ 는 영평균,  $\sigma_y^2$  분산을 갖는 가우시안 분포를 나타내는 임펄스진폭이고  $\{t_i\}$ 는 파라미터  $\lambda$ 를 갖는 포아송 프로세스로서 임펄스의 발생시간을 나타낸다. 단, 여기서 임펄스잡음을 고려할때 신호레벨을 결정하는 순간 이전의  $T_0$  사이에 발생한 임펄스만이 신호오율에 영향을 주는 것으로 간주한다.  $T_0$  시간 사이에  $j$ 개의 임펄스가 발생할 확률,  $P_j$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$P_j = \frac{(\lambda T_0)^j e^{-\lambda T_0}}{j!}; \quad j = 0, 1, \dots \quad (34)$$

$j$ 가 1보다 큰 값에 대하여,  $P_1 \gg P_j$  하다고 가정하므로(즉,  $T_0$ 의 시간 사이에 두개이상의 임펄스가 발생할 확률은 무시한다), 앞으로의 전개에서는 단지  $P_0$ 와  $P_1$ 만을 고려한다.

$$P_0 \approx 1 - \lambda T_0 \quad (35)$$

$$P_1 \approx 1 - P_0 = \lambda T_0$$

$\theta(t)$ 를  $t = \tau + nT_s$ 에서 샘플링하면  $\theta_n$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_n = \sum_{i=1}^j y_i a(nT_s + \tau - t_i); \quad nT_s + \tau - T_0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_j \leq nT_s + \tau \quad (36)$$

여기서, 임펄스진폭  $y_F(y_1, y_2, \dots, y_j)$ 이고 임펄스 발생시간  $t_F(t_1, t_2, \dots, t_j)$ 이다. 그리고  $\theta_n$ 를 하나의 랜덤변수로 표시하면 다음과 같다.

$$\theta = \theta(y_i, t_i) = \sum_{i=1}^j y_i a(\tau - t_i) \quad (37)$$

임펄스잡음을 고려했을 경우, 식 (19)를  $\sqrt{1 + (\alpha_b/\alpha_0)^2}$ 로 정규화한 샘플러의 출력,  $d_n'$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$d'_n = c_n \frac{d_0}{\sqrt{1 + \mu^2}} + \frac{z_n}{\sigma_0 \sqrt{1 + \mu^2}} + \alpha'_n + \frac{\theta_n}{\sigma_0 \sqrt{1 + \mu^2}} \quad (38)$$

AWGN, ISI, NEXT, 그리고 IN를 모두 고려했

을 경우의 신호오율,  $P_{e0}$ 는

$$P_e = \frac{3}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} + \frac{z}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} - \frac{\theta}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} \right) f(z) f_{\theta}(\theta) dz d\theta \quad (39)$$

이 되고 이를 다시 쓰면 식 (40)이 된다.

$$P_e = \frac{3}{2} \sum_{i=0}^{\infty} P_i \int_{-\infty}^{\infty} \int_{y_i}^{\infty} \int_{t_i}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} + \frac{z}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} - \frac{\theta(y_i, t_i)}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} \right) \cdot f(z) f(y_i, t_i) dz dy dt, \quad (40)$$

앞에서의 가정에 따라  $P_0$ 와  $P_1$ 만을 고려하면 식 (40)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_e = \frac{3}{2} (1 - \lambda T_0) \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} + \frac{z}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} \right) f_1(z) dz + \frac{3}{2} P_1 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-T_0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} + \frac{z}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} - \frac{\theta(y_1, t_1)}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} \right) \cdot f(z) f(y_1, t_1) dz dy dt, \quad (41)$$

$= P_e' + P_e''$

여기서,  $f(y_1, t_1/1)$ 는 랜덤변수  $Y$ 와  $T$ 가 독립이라 가정하면

$$f(y_1, t_1/1) = f_Y(y) \cdot \frac{1}{T_0}; -\infty, -T_0 + \tau < t < \tau \quad (42)$$

이 된다.  $Y$ 는 가우시안분포이고  $T$ 는  $[-T_0 + \tau, \tau]$ 에서 균일한(uniform) 분포를 갖는다.

식 (41)에서  $|\theta| \gg |Z|$ 라 가정하면  $P_{e0}$ 는 다음과 같다.

$$P_e'' = \frac{3}{2} \lambda T_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} - \frac{\sigma_y}{\sigma_0 \sqrt{1+\mu^2}} \gamma \alpha(T_0 t) \right) f_Y(y) dt dy \quad (43)$$

여기서,  $f_Y(y) = \sigma_y^{-1} \exp(-\sigma_y^{-2} y^2)$ 로서  $f_Y(y)$ 가 영평균,  $\sigma_y^{-2}$  분산의 가우시안이므로 영평균, 단위분산의 가우시안이다.

여기서 수치계산상의 편리함을 위하여 다음과 같이 파라미터를 정의한다.

$$\gamma_2 = \frac{\lambda \sigma_y^2}{N_0/2} = \frac{\text{임펄스잡음의 PSD}}{\text{AWGN의 PSD}} \quad (44)$$

위 식으로부터

$$\frac{\sigma_y^2}{\sigma_0^2} = \frac{\gamma_2 T_0}{\lambda T_s} \cdot \left[ \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \right] \quad (45)$$

이 얻어진다. 여기서  $\lambda T_s$ 는 보오드 간격당의 평균 임펄스의 수를 의미한다.

앞절에서의 전개 과정과 같이  $Q$ 를 급수전개하면

식 (43)은 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$P_e'' = \frac{3}{2} \left[ Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} \right) + \frac{e^{-d_0^2/2(1+\mu^2)}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{2(1+\mu^2)}} \right) \left( \frac{\gamma^2 T_s}{\lambda T_s} \right)^k \frac{1}{[2(1+\mu^2)]^k (2k)!} \cdot \frac{\int_0^{\infty} \alpha^{2k}(T_0 t) dt}{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \right]^k} \right] \quad (46)$$

결과적으로 식 (41)을 정리하면 IN를 고려한 경우의 신호오율이 구해진다.

$$P_e'' = \frac{3}{2} \left[ Q \left( \frac{d_0}{\sqrt{1+\mu^2}} \right) + \frac{e^{-d_0^2/2(1+\mu^2)}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{2(1+\mu^2)}} \right) \frac{E[Z^{2k}]}{[2\sigma_0^2(1+\mu^2)]^k (2k)!} \right] + \frac{3}{2} \lambda T_0 \frac{e^{-d_0^2/2(1+\mu^2)}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{2(1+\mu^2)}} \right) \frac{1}{[2(1+\mu^2)]^k (2k)!} \cdot \left[ \left( \frac{\gamma^2 T_s}{\lambda T_s} \right)^k \frac{\int_0^{\infty} \alpha^{2k}(T_0 t) dt}{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \right]^k} \frac{E[Z^{2k}]}{[\sigma_0^2]^k} \right] \quad (47)$$

앞에서 정의한 바와 같이 식 (47)의 파라미터는 다음과 같다.

$$d_0 = \frac{h_0 [\text{전시시스템 임펄스응답의 } t=0 \text{에서의 샘플링 값}]}{\sigma_0 [\text{수신기를 통과한 AWGN PSD}]} \quad \mu = \frac{\sigma_b}{\sigma_0}$$

식 (47)에서 첫번째항은 임펄스잡음을 제외했을 경우, 즉 근단누화를 고려했을 경우의 식 (32)과 같다.

### III. 수치계산 및 비교 검토

본 논문의 디지털 가입자 선로 시스템에 대한 신호오율의 해석적/수치적 (analytical/numerical) 접근방법은 가입자 선로 측정 데이터 베이스를 바탕으로 ISDN 기본접속을 위한 가입자 선로의 전송능력을 평가할 수 있다. 단, 본 논문에서는 가입자 선로 자체의 전송특성(감쇠특성, 지연특성, 접속점과 브릿지 탭에서의 신호의 반사현상)보다는 신호간간섭, 누화, 그리고 임펄스잡음과 같은 부가잡음에 더 큰 비중을 두고 있다. 또한, 국내의 선로 측정 데이터 베이스의 부족으로 일반적으로 잘 알려진 파라미터를 이용하였다.

다음과 같이 정의되는 수신된 신호대잡음비의 합수로 신호오율을 구하였다.

$$SNR = \frac{E[c_i^2]h_0^2}{\sigma_0^2} = 5 \frac{h_0^2}{\sigma_0^2} \quad (48)$$

여기서 5는 2B1Q 선로부호의 경우 신호레벨  $c_i$ 에 대한 앞의 제가정을 적용해서 구한 값이다. 본 논문에서는 수신기의 출력 임펄스응답이 다음과 같은 세가지 형태 [15] 를 가정하고 수치계산을 하였다.

(i) 이상적인 대역제한 펄스(ideal band-limited pulse):

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (49)$$

(ii) 가우시안 펄스(Gaussian pulse):

$$h(t) = e^{-0.8t/5T_s} \quad (50)$$

(iii) 체비셰프 펄스(4th order Chebyshev pulse):

$$h(t) = \sum_{i=1}^2 A_i \cos\left(w_i \frac{|t|}{T_s} - \phi_i\right) \cdot e^{-\theta_i \frac{|t|}{T_s}}$$

여기서,  $A_1 = 0.4023, w_1 = 2.839, \phi_1 = 0.7553, \theta_1 = 0.4587$   
 $A_2 = 0.7163, w_2 = 1.176, \phi_2 = 0.1602, \theta_2 = 1.107.$  (51)

식 (23)은 AWGN과 ISI 만을 고려했을 경우의 신호오율이다. 그림 3은 세개의 수신펄스에 대하여 각각의 ISI의 영향을 나타낸다. 여기서 샘플링 오프셋 (sampling offset)  $\tau$  가  $0.02T_s$  이고 ISI에 영향을

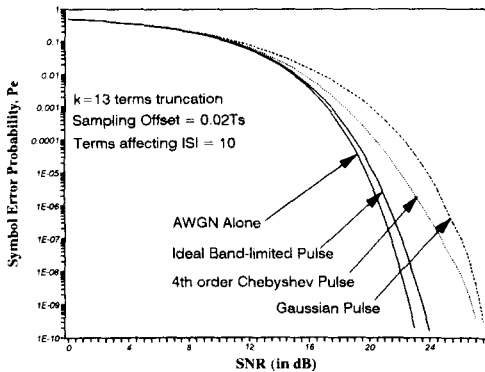
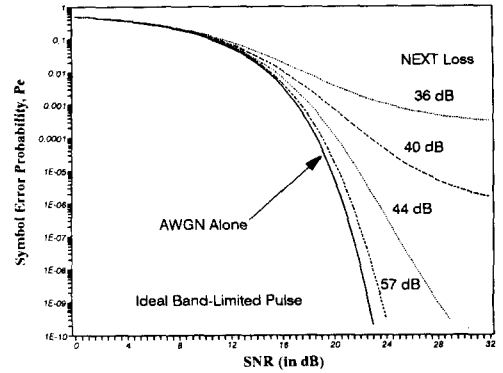
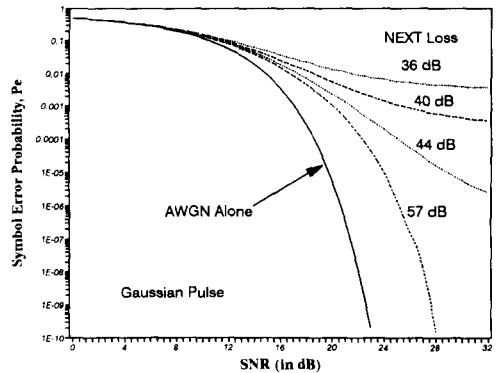


그림 3. 세가지의 수신기 출력펄스에 대하여 AWGN 과 ISI를 고려했을 경우의 신호오율  
 Fig. 3. Symbol error probability with AWGN and ISI for three receiver output pulse.

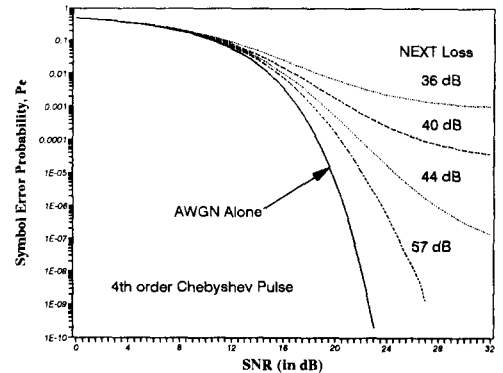
미치는 항의 수는 샘플링 전후 5개의 펄스를 고려했다. 이 경우 ISDN 기본속도 서비스 기준치(잠정적)인  $10^{-6}$ 에 대응되는 SNR은 이상적인 대역제한 펄스,



(a) Ideal band-limited pulse



(b) Gaussian pulse



(c) 4th order Chebyshev pulse

그림 4. NEXT 를 고려했을 경우의 신호오율  
 Fig. 4. Symbol error probability with NEXT.



가우시안 펄스, 그리고 체비셰프 펄스에 대하여 각각 21.6, 23.7, 24.8 dB가 된다.

NEXT 영향을 고려한 식 (32)의 수치적 결과가 그림 4 (a), (b), (c) 에 보여진다. 각각의 펄스형태에 대하여 NEXT의 결합상수 K는  $10^{-11} \sim 10^{-13}$ 의 값 (NEXT 손실 36~57 dB에 대응된다.)을 파라미터로 사용하였다. 그림에서 보는 바와 같이 57 dB( $10^{-13}$ ) 이상의 값일 경우에는 단지 NXET의 영향은 무시되고 ISI만을 고려한 경우(그림3)와 같은 결과를 보인다. 또한 이상적인 대역제한 펄스와 체비셰프 펄스의 경우는 NEXT 손실이 약 40 dB 이하, 가우시안 펄스의 경우에는 약 44 dB 이하의 경우, NEXT의 존재하에서는 결코  $10^{-6}$ 의 서비스를 제공할 수 없음을 보인다. 그리고 세 펄스형태에 대하여 ISDN 기본 속도 서비스 제공시 품질 기준치인  $10^{-6}$  정도의 품질을 만족하는 NEXT의 여유(margin)가 이상적인 대역제한펄스, 체비셰프펄스, 가우시안펄스의 순임을 알 수 있다. 57 dB의 NEXT 손실에 대하여, 10-6에 대응되는 SNR은 이상적인 대역제한 펄스, 가우시안 펄스, 그리고 체비셰프 펄스에 대하여 각각 약 21.7, 24.9, 23.3 dB가 된다.

임펄스잡음에 대한 영향까지를 고려한 것이 식 (47)에 주어진다. 보오드 간격당 평균 임펄스 발생수  $\lambda T_s$  가 0.01, 즉 100 보오드 간격당 하나의 임펄스가 발생한다고 가정한다. AWGN의 PSD( $\sigma^2$ )로 정규화된 IN의 PSD,  $\gamma^2 T_s$ 를 파라미터로 하여 서비스 기준치를 만족하는 SNR을 구한 결과가 표 2 (a), (b) 에 나타나있다. 가우시안 펄스에 대해서는 수식의 수렴상의 문제점으로 제외했다. 여기에서 NEXT 결합계수는  $4 \times 10^{-13}$  으로 고정시켰다. IN가  $1 \times 10^{-10}$

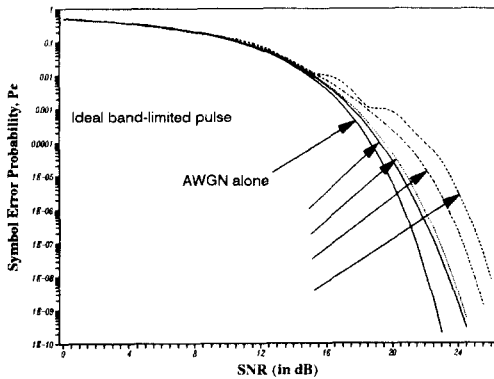


그림 5. 이상적인 대역제한펄스의 경우 IN을 고려했을 경우의 신호오율

Fig. 5. Symbol error probability with IN for ideal band-limited pulse.

이상일 경우에는 두 펄스형태에 무관하게 서비스 기준치를 만족하지 못한다. 그림 5는 이상적인 대역제한 펄스를 고려했을 경우에 대하여  $\gamma^2 T_s$  를  $0, 2 \times 10^{-11}, 5 \times 10^{-11}, 8 \times 10^{-11}$ 로 변화시킴에 따른 신호오율을 나타낸다.  $8 \times 10^{-11}$  이상에서는 점점 신호오율 특성이 나빠지고  $1 \times 10^{-10}$  이상으로 가면 서비스 기준치를 만족하지 못하게 됨을 알 수 있다.

표 2. 주어진  $\gamma T_s$ 에 대하여  $P_e = 10^{-6}$ 을 만족하는 SNR

Table 2. SNR corresponding for  $P_e = 10^{-6}$  at given  $\gamma T_s$ .

(a) Ideal band-limited pulse

| $\gamma^2 T_s$      | dB   |
|---------------------|------|
| 0                   | 21.6 |
| $2 \times 10^{-11}$ | 21.9 |
| $5 \times 10^{-11}$ | 23.3 |
| $8 \times 10^{-11}$ | 24.4 |

(b) 4th order Chebyshev pulse

| $\gamma^2 T_s$      | dB   |
|---------------------|------|
| 0                   | 24.0 |
| $2 \times 10^{-11}$ | 24.0 |
| $5 \times 10^{-11}$ | 24.1 |
| $8 \times 10^{-11}$ | 24.6 |

#### IV. 결론

가입자와 교환기 사이에서 단일 사용자-망 인터페이스를 통한 협대역 ISDN 기본 속도 서비스(2B+D)의 제공은 음성 서비스를 위해 기설치된 전화망의 사용으로 여러가지 제약을 받게 된다. 이중심선접속과 브릿지 탭의 사용, 고속화에 따른 가입자선로 자체의 전송특성의 저하, 그리고 고주파에서 특성이 나빠지는 누화와 임펄스 잡음등이 제약의 요소로 작용한다. 본 논문에서는 ISDN 기본접속을 위한 전송매체로서 사용되는 2 선식 금속 가입자선로의 고속 디지털 데이터 전송능력을 평가하기 위하여 신호오율에 대한 해석적인 유도과 수치계산을 행하였다. 전송 시스템으로 최근 표준화가 진행되고 있는 ECH 방식과 2B1Q 선로부호를 가정하였다. ISDN 기본 속도 서비스 제공시 발생하는 신호간 간섭, 근단누화, 그리고 임펄스잡음에 대한 영향이 차례로 고려되었고 이들 부가 잡음을 파라미터로 사용하여 서비스 기준치

(10<sup>6</sup>의 신호오율)를 만족하는 신호대잡음비를 알아 보았다.

이러한 해석을 바탕으로 160 Kbps의 속도로 가입자와 교환기를 정합해주는 정합장치의 설계에 이용할 수 있을 것이다.

앞으로의 과제로서 선로의 접속점과 브릿지 탭에서의 전송 신호의 반사를 고려한 해석과 적응형 등화기를 사용한 형태의 디지털 가입자 선로 시스템에 대한 해석이 요구된다. 또한 1.544와 2.048 Mbps 정도의 고속 데이터가 전송될 경우(HDSL)에 가입자선로상의 여러 현상에 대한 해석도 필요하다.

#### 감사의 글

본 연구는 1992년도 한국전자통신연구소 연구지원으로 수행한 연구결과의 일부분입니다.

#### 參 考 文 獻

- [1] D. T. Huang and C. F. Valenti, "Digital subscriber lines: network considerations for ISDN Basic Access standard," *Proc. IEEE*, vol. 79, pp. 125-144, Feb. 1991.
- [2] P. F. Adams, "A comparison of line code for the network side of the NT1," *ECSCA Contribution*, T1D1.3/85-236.
- [3] J. W. Lechleider, "Line codes for digital subscriber lines," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 27, no. 9, Sep. 1989.
- [4] J. J. Werner, "The HDSL environments," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-9, pp. 785-800, Aug. 1991.
- [5] P. F. Adams and S. A. Cox, "A review of copper pair local loop transmission systems," *Brit. Telecommun. Technol. J.*, vol. 7, no. 2, pp. 17-29, Apr. 1989.
- [6] P. Deffin, et al. "Noises and disturbances in the local network: a new challenge for the ISDN," *Proceeding of ISSLS 88*, Paper 2.4, Boston, Sept. 11-16, 1988.
- [7] Makkoto Ohmura, Hiroaki Koga and Koichi Yoshida, "Noise characteristics for existing subsc-riber loop," *REVIEW of ECL*, vol. 32, no. 2, pp. 377-385, Feb. 1984.
- [8] S. V. Ahamed, "Simulation and design studies of digital subscriber lines," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 61, pp. 1003-1076, July-Aug. 1982.
- [9] S. V. Ahamed, P. P. Bohn and N. L. Gottfried, "A tutorial on two-wire digital transmission in the loop plant," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-29, pp. 1554-1564, Nov. 1981.
- [10] J. W. Modestino, C. S. Massey, R. E. Bollen, and R. P. Prabhu, "Modeling and analysis of error probability performance for digital transmission over the two-wire loop plant," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-4, pp. 1317-1330, Nov. 1986.
- [11] D. H. Sargard and J. W. Modestino, "Performance evaluation of selected transmission schemes on digital subscriber loops," *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, pp. 1931-1939, 1989.
- [12] B. R. Narayana Murthy, "Crosstalk loss requirements for PCM transmission," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-24, no. 1, pp. 88-97, Jan. 1976.
- [13] J. J. Werner, "Impulse noise in the loop plant," in *Conf. Rec. ICC'90*, Atlanta, GA, pp. 1734-1737, Apr. 16-19, 1990.
- [14] E. Y. Ho and Y. S. Yeh, "A new approach for evaluating the error probability in the presence of intersymbol interference and additive Gaussian noise," *Bell. Syst. Tech. J.*, pp. 2249-2265, Nov. 1970.
- [15] Robert Lugannani, "Intersymbol interference and probability of error in digital systems," *IEEE Trans. Information Theory* IT-15, pp. 682-688, Nov. 1969.

著 者 紹 介



金 得 煥(正會員)

1969年 10月 21日生. 1991年 2月  
인하대학교 전기공학과 졸업(공학  
사). 1993年 2月 인하대학교 대학  
원 전기공학과 졸업(공학석사).  
1993年 2月 ~ 현재 (주)금성사  
정보시스템 연구소 연구원. 주관

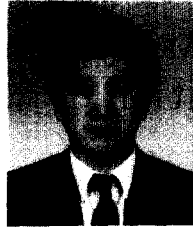
심분야는 ISDN/B-ISDN 등임.



金 珍 泰(正會員)

1954年 12月 7日生. 1980年 2月  
인하대학교 전자공학과(공학사).  
1982年 8月 인하대학교 전자공학  
과(공학석사). 1993年 2月 인하대  
학교 전자공학과 박사과정 수료.  
1988年 8月 ~ 1989年 7月

University of Missouri-Kansas City 방문 연구  
원. 1979年 12月 ~ 현재 한국전자통신연구소 교환  
정합연구실 실장. 책임연구원. 주관심분야는 ISDN  
및 BISDN 교환분야 등임.



郭 慶 燮(正會員)

1977年 인하대학교 전기공학(학  
사). 1979年 인하대학교 대학원  
전기공학(석사). 1981年 Univ.  
of So. California 대학원. EE  
(석사). 1988年 Univ. of  
California 대학원. 통신이론 및

시스템 (박사). 1983年 ~ 1988年 Univ. of  
California, San Diego, TA/RA(조교). 1988年  
~ 1989年 미국 Hughes Network Systems. 연구  
원. 1989年 ~ 1990年 미국 IBM 연구원. 1990年 3  
月 ~ 현재 인하대학교 전자공학과 조교수 주관심분  
야는 위성 및 이동통신, 컴퓨터통신, ISDN 등임.



崔 炳 河(正會員)

1936年 12月 6日生. 1960年 2月  
인하대학교 전기공학과 졸업(공학  
사). 1962年 2月 인하대학교 대학  
원 전기공학과 졸업(공학석사).  
1975年 2月 인하대학교 대학원 전  
기공학과 졸업(공학박사). 1962年

~ 현재 인하대학교 전자공학과 교수로 재직 중 주관  
심 분야는 전자장 이론, 안테나 및 전파 전파, 광통  
신, 이동 통신 등임.